

# USO DE LOS SWEET-SPOTS DE GRAN SEÑAL EN FUNCIONES DE CONTROL DE POTENCIA DE ALTA LINEALIDAD

Emigdio Malaver

Dpto. de Electrónica y Comunicaciones  
Universidad de Los Andes. Venezuela  
emalaver@ing.ula.ve

José A. García, A.Tazón, A.Mediavilla

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones  
Universidad de Cantabria. España.  
joseangel.garcia@unican.es

## ABSTRACT

In this paper a novel technique for controlling the output power in class B amplifiers is presented. The new approach uses the large-signal sweet-spots that appear in this operation mode, to optimize the linear behavior of the device and improve the amplifier power efficiency over the complete control range. A control strategy, based in a dual bias adjustment along the sweet-spots loci, is proposed to guarantee, at the same time, high linearity and high efficiency.

## 1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el control de la distorsión no lineal es uno de los mayores retos en el diseño de amplificadores. Las técnicas clásicas de linealización resultan en general muy complejas, costosas y, debido a la circuitería externa requerida, consumen mucha potencia. En los últimos años, se han desarrollado novedosas técnicas de linealización [1], siendo aquellas basadas en el comportamiento no lineal del dispositivo las más prometedoras.

Además de un buen comportamiento lineal, el amplificador debe presentar una eficiencia elevada, particularmente si se va a usar en terminales móviles, donde el tamaño de la unidad y la duración de la batería son determinantes, y en general, en los sistemas de comunicación inalámbricos donde el costo de operación es un factor importante a considerar. Así, las técnicas para mejorar y controlar la eficiencia también están recibiendo la atención de los diseñadores [2].

En este artículo proponemos una novedosa técnica para controlar la potencia de salida en amplificadores clase B usando los mínimos de distorsión de intermodulación que aparecen en este modo de operación. La posibilidad de aprovechar estos puntos, en transistores MESFET, fue considerada por primera vez en [3], donde los autores demostraron que los mínimos de las componentes de distorsión de intermodulación, los llamados *Sweet-Spots de gran señal*, aparecen en la región de saturación a valores de  $V_{GS}$  menores o ligeramente superiores al voltaje de pinch-off.

Sin embargo, no se ha encontrado ninguna referencia sobre estudios adicionales relacionados con la evolución de la ubicación de los sweet-spots, o donde se considere su existencia para desarrollar funciones de control de potencia de alta linealidad.

## 2. EVOLUCIÓN DEL SWEET-SPOT

Para analizar la evolución del sweet-spot de gran señal, se caracterizó un transistor PHEMT típico NE3210S01. La fuente de corriente de drenador fue representada por una a serie de Taylor de tercer orden, cuyos coeficientes fueron medidos siguiendo el procedimiento para extracción de derivadas propuesto en [4]. El modelo no lineal presentado en [5] fue ajustado para reproducir el comportamiento del transistor medido. Con el transistor, así caracterizado y modelado, se diseñó un amplificador en configuración fuente común cuyo comportamiento de intermodulación, frente a variaciones del punto de polarización, fue extensivamente simulado y medido en la región de saturación, bajo condiciones de operación de régimen pequeña y gran señal.

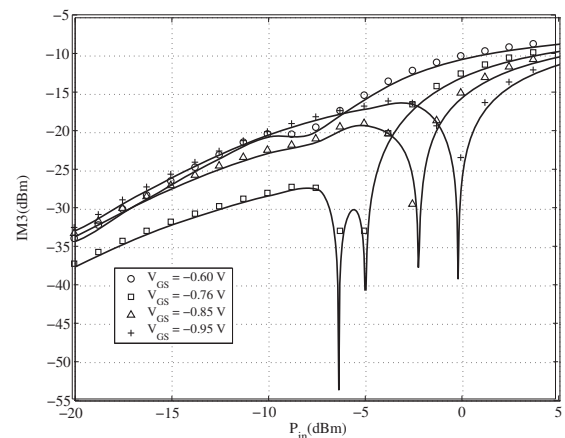


Figura 1. Característica Pin-Pout para tres  $V_{GS}$  alrededor de pinch-off ( $V_p = -0.78V$ ).

En la Figura 1, se muestra la característica Pin-Pout de la componente de intermodulación de tercer orden en banda (IM3), para cuatro valores distintos de  $V_{GS}$ . Puede apreciarse la existencia de dos sweet-spot de gran señal para voltajes  $V_{GS} < V_p$ . Para  $V_{GS}$  ligeramente superiores a  $V_p$ , existen dos puntos óptimos de mínima intermodulación, mientras que para valores mucho mayores que  $V_p$ , por ejemplo  $V_{GS} = -0.60V$ , no existe ninguno. Estos resultados coinciden con los observados para un transistor MESFET en [3]. Adicionalmente, el análisis de estos primeros resultados nos permitió determinar que el sweet-spot podría producirse a diferentes niveles de potencia, si se ajusta convenientemente el valor de  $V_{GS}$ . Las curvas correspondientes a  $V_{GS} = -0.85V$  y  $V_{GS} =$

-0.95V en la Figura 1, ilustran lo expuesto. Se puede apreciar fácilmente que al disminuir  $V_{GS}$  aumenta la potencia a la cual ocurre el sweet-spot de gran señal. Sin embargo, controlar la potencia de salida ajustando sólo  $V_{GS}$ , no garantiza una buena eficiencia en todo el rango de control, dado que  $I_{DS}$  varía en la misma dirección de  $V_{GS}$ , mientras que  $V_{DS}$  permanece constante.

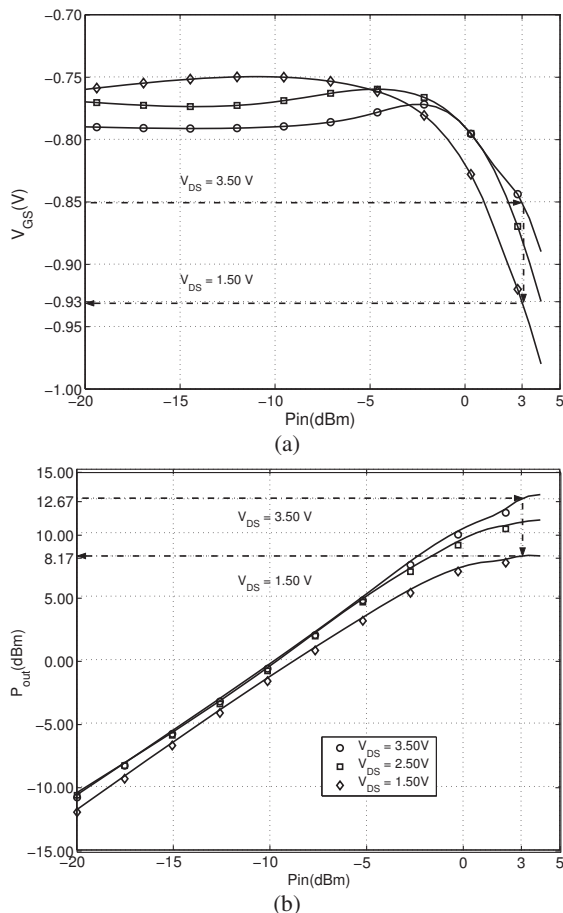


Figura 2. (a) Evolución de la posición del Sweet-Spot para tres valores distintos de  $V_{DS}$ . (b). Característica  $P_{in}$ - $P_{out}$  correspondiente.

Un cuidadoso análisis de la evolución del sweet-spot con  $V_{DS}$ , nos dio la solución a este problema. Se podría garantizar alta eficiencia sobre un rango de control significativo, si se emplea un ajuste dual de la polarización siguiendo la evolución de la ubicación del sweet-spot. Para ilustrar lo expuesto consideremos la Figura 2, donde se muestran la evolución de la ubicación del sweet-spot en el plano  $P_{in}$ - $V_{GS}$  y la característica  $P_{in}$ - $P_{out}$  para tres valores distintos de  $V_{DS}$ . Examinando las curvas de la Figura 2.b, se puede apreciar que para un nivel de potencia  $P_{in}$  dado, la potencia de salida varía en la misma dirección de  $V_{DS}$ . Por otro lado, para la misma potencia de entrada, nos podemos mover a un sweet-spot de menor potencia, es decir sobre una curva de menor  $V_{DS}$ , disminuyendo  $V_{GS}$ , ver Figura 2.a.

Ilustraremos lo expuesto con un ejemplo, supongamos que queremos reducir la potencia de salida de 12.67 a 8.17 dBm, para una potencia de entrada  $P_{in} = 3$  dBm. En la Figura 2.b, se puede

apreciar que el nivel de potencia deseado está sobre la curva  $V_{DS} = 1.50$  V. Entonces, debemos disminuir  $V_{DS}$  de 3.50 V a 1.50 V. El siguiente paso es ubicar el sweet-spot, para lo cual debemos ajustar  $V_{GS}$  de -0.85 V a -0.93 V. De esta manera, al ajustar la potencia de salida ajustamos la potencia DC en la misma dirección, manteniendo constante la alta eficiencia que caracteriza a un amplificador clase B. En el ejemplo, el consumo de potencia DC pasó de 49.75 mW a 17.25 mW, para un rendimiento de 37.17% y 38.04% respectivamente.

Finalmente, la nueva técnica fue aplicada a un amplificador de potencia usando un transistor MESFET de FUJITSU (FLL177ME). Los resultados obtenidos estuvieron dentro de lo esperado, según el estudio previo. Se alcanzó un buen rango de control, con un comportamiento altamente lineal, como se puede apreciar en Tabla I.

Tabla I. La nueva técnica en un amplificador de Potencia

$V_{DS}$ (V)	$V_{GS}$ (V)	$P_{out}$ (dBm)	$C/I$ (dB)
2.00	-2.46	9.38	35.50
4.00	-2.33	14.67	48.00
6.00	-2.26	17.50	55.50
8.00	-2.24	19.67	49.33
10.0	-2.18	21.00	54.00
12.0	-2.17	22.00	50.16

### 3. CONCLUSIONES

En este artículo hemos presentado una novedosa técnica para controlar la potencia RF de salida en amplificadores clase B. La nueva técnica basada en el control de las no-linealidades del dispositivo, en este caso el sweet-spot de gran señal, aprovecha al máximo la capacidad de potencia del transistor, garantizando al mismo tiempo, un comportamiento altamente lineal. La estrategia de control propuesta, además de garantizar alta linealidad, mantiene constante la alta eficiencia que caracteriza a los amplificadores clase B.

### 4. AGRADECIMIENTO

Los autores agradecen a los Programas Ramón y Gajal del MCyT y ALFA de la Unión Europea.

### 5. REFERENCIAS

- [1] D. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifiers Design*. Artech House, Norwood Massachusetts, 2000.
- [2] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Norwood Massachusetts, 1999.
- [3] N. B. de Carvalho and J.C. Pedro, "Large- and Small-Signal IMD Behavior of Microwave Power Amplifiers", *IEEE. Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 47, pp. 2364-2374, Dec. 1999.
- [4] J. C. Pedro and J. Pérez, "Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distortion Using a New Drain-to-Source Current Model", *IEEE. Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 42, pp. 25-33, Jan 1994.
- [5] I. Angelov, L. Bengtsson, and M. García, "Extensions of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model", *IEEE. Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 44, pp. 1664-1674, Oct. 1996.